

明 細 書

送信装置、受信装置、無線通信システム

技術分野

本発明は、複数のアンテナを有する送信装置と、複数のアンテナを有する受信装置との間で、並列にデータを送受信する無線通信システムに関する。

背景技術

図1を参照して、従来技術の無線通信システムについて説明する。図示の無線通信システムは、複数のアンテナを有する送信装置21と、複数のアンテナを有する受信装置22とから構成されている。図示の例では、送信装置21は2つのアンテナを有し、受信装置22は2つのアンテナを有する。

送信装置21は、直列並列変換装置101と、第1および第2のマッピング装置201-1、201-2と、第1および第2の送信アンテナ104-1、104-2を含む。マッピング装置は、送信アンテナに対応して2つ備えられる。

送信装置21へ供給されるビット列の入力信号 $d_{1:n}$ は、直列並列変換装置101に入力される。直列並列変換装置101は、入力信号 $d_{1:n}$ を、送信アンテナの数に対応した第1および第2の並列信号 d_1 、 d_2 に変換する。

第1および第2の並列信号 d_1 、 d_2 は、それぞれ、第1および第2のマッピング装置201-1、201-2に入力される。第1および第2のマッピング装置201-1、201-2は、変調多値数として、例えば4値PSKを用いる場合、第1および第2の並列信号(d_1 、 d_2)2ビットごとに1つのシンボルを割り当てる。第1および第2のマッピング装置201-1、201-2は、第1および第2の並列信号 d_1 、 d_2 を、それぞれ第1および第2の送信信号 s_1 、 s_2 に変換する。

第1および第2の送信信号 s_1 、 s_2 は、それぞれ、第1および第2の送信アンテナ104-1、104-2を介して、受信装置22に送信される。

受信装置22は、第1および第2の受信アンテナ105-1、105-2と、チ

チャネル推定装置 106 と、復調装置 108 と、第 1 および第 2 のデマッピング装置 202-1, 202-2 と、並列直列変換装置 110 とを含む。デマッピング装置は、送信アンテナに対応して 2 つ備えられる。

第 1 および第 2 の受信アンテナ 105-1, 105-2 で受信される第 1 および第 2 の受信信号 r_1 、 r_2 は、第 1 および第 2 の送信信号 s_1 、 s_2 の合成波となっている。

チャネル推定装置 106 は、例えばパイロット信号と呼ばれる、送信装置 21 と受信装置 22 との双方において既知の信号を用いてチャネル行列 H を計算する。このパイロット信号は、第 1 および第 2 の送信信号 s_1 、 s_2 とは別に、送信装置 21 から受信装置 22 へ送信される。チャネル行列 H は、第 1 および第 2 の受信信号 r_1 、 r_2 と、第 1 および第 2 の送信信号 s_1 、 s_2 とを関係づける、下記の数 1 で表される行列のことである。

$$r = \begin{pmatrix} r_1 \\ r_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1 \\ s_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n_1 \\ n_2 \end{pmatrix} = Hs + n \quad (1)$$

なお、 n_1 、 n_2 は、それぞれ第 1 および第 2 の受信信号 r_1 、 r_2 に付加される第 1 および第 2 のノイズ信号である。

チャネル推定装置 106 は、受信装置 22 にとっても既知である、送信装置 21 が送信したパイロット信号と、受信装置 22 が受信したこのパイロット信号とから、チャネル行列 H を計算する。

第 1 および第 2 の受信信号 r_1 、 r_2 は、復調装置 108 に入力される。復調装置 108 は、チャネル推定装置 106 からチャネル行列 H を受信し、チャネル行列 H の逆行列 H^{-1} を用いて、下記の数 2 に従って、第 1 および第 2 の復調信号 y_1 、 y_2 を得る。

$$\begin{aligned} y &= \begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \end{pmatrix} = H^{-1}r = s + H^{-1}n \\ &= \begin{pmatrix} s_1 \\ s_2 \end{pmatrix} + \frac{1}{|H|} \begin{pmatrix} h_{22} & -h_{12} \\ -h_{21} & h_{11} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} n_1 \\ n_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} s_1 \\ s_2 \end{pmatrix} + \frac{1}{h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21}} \begin{pmatrix} h_{22}n_1 - h_{12}n_2 \\ -h_{21}n_1 + h_{11}n_2 \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (2)$$

なお、チャネル行列 H は、その行列要素 h_{nm} ($n=1, 2; m=1, 2$) が時間とともにダイナミックに変動するが、行列要素同士の相関が十分に低く、独立に変動しているとみなせる場合には、逆行列 H^{-1} が存在することが知られている。逆行列 H^{-1} が存在するときは、以上の方法による復調が可能になる。

第1および第2の復調信号 y_1, y_2 は、それぞれ、第1および第2のデマッピング装置202-1, 202-2に入力される。第1および第2のデマッピング装置202-1, 202-2は、第1および第2のマッピング装置201-1, 201-2とは全く逆の手順により、第1および第2の復調信号 y_1, y_2 をそれぞれ第1および第2のビット列の再生並列信号 \hat{d}_1, \hat{d}_2 に変換する。すなわち、変調多値数として、例えば4値PSKが用いる場合、1シンボルの復調信号(y_1, y_2)が2ビットの再生並列信号に変換される。

第1および第2の再生並列信号 \hat{d}_1, \hat{d}_2 は、並列直列変換装置110に入力される。並列直列変換装置110は、第1および第2の再生並列信号 \hat{d}_1, \hat{d}_2 を出力信号 d_{out} に変換し、受信装置22から出力する。

ところで、上記の従来技術の無線システムにおいて、第1および第2の復調信号 y_1, y_2 の信号電力と雑音電力の比(SNR) γ_1, γ_2 は、それぞれ下記の数3、数4で表される。

$$\gamma_1 = \frac{|s_1|^2 |h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21}|^2}{\sigma_1^2 (|h_{22}|^2 + |h_{12}|^2)} \quad (3)$$

$$\gamma_2 = \frac{|s_2|^2 |h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21}|^2}{\sigma_2^2 (|h_{21}|^2 + |h_{11}|^2)} \quad (4)$$

ただし、 σ_1^2, σ_2^2 は雑音電力を表わす。また、雑音電力 σ^2 は、時間の関数としての復調信号を $y(t)$ (添え字は省略。以下、同じ) とすると、 K 個のサンプリング時間を用いて、下記の数5により求められる。

$$\sigma^2 = \frac{1}{K} \sum_{t=1}^K \left\{ y(t) - \frac{1}{K} \sum_{t'=1}^K y(t') \right\}^2 \quad (5)$$

本来、上記数5の右辺は、干渉電力と雑音電力の和を示す量であるが、上記の従来技術の無線通信システムでは、第1および第2の復調信号 y_1 、 y_2 をチャネル行列 H の逆行列 H^{-1} を用いて復調しているので、上記数2が示すように、第1および第2の復調信号 y_1 、 y_2 には干渉信号成分は存在しない。その理由は、上記数2の第1の復調信号 y_1 が第2の送信信号 s_2 に依存せず、第2の復調信号 y_2 が第1の送信信号 s_1 に依存しないからである。よって、上記数5の右辺は、雑音電力 σ^2 に等しくなる。

このように、第1および第2の復調信号 y_1 、 y_2 を測定して、上記数5にあてはめれば、第1および第2の雑音電力 σ_1^2 、 σ_2^2 が求まる。しかし、雑音電力 σ^2 は、一般に、受信アンテナ105に含まれる増幅器において発生するノイズ信号によってほぼ決定される。したがって、同じ種類の受信アンテナ、同じ種類の増幅器を同じ環境で用いている場合には、第1および第2の復調信号 y_1 、 y_2 についての第1および第2の雑音電力 σ_1^2 、 σ_2^2 は等しいとみなせる($\sigma_1^2 = \sigma_2^2$)。また、雑音電力 σ^2 は、時間変化をそれほどともなうものでもないので、一度計算してしまえば、既知の値($\sigma_1^2 = \sigma_2^2 = \text{const.}$)としても差し支えない。

また、第1および第2の送信信号の2乗の時間平均 $|s_1|^2$ 、 $|s_2|^2$ は、無線通信システムにおいて既知の値で、なおかつ等しい($|s_1|^2 = |s_2|^2 = \text{const.}$)。

以上により、上記の従来技術の無線通信システムにおいては、チャネル行列 H を求めると、第1および第2の復調信号 y_1 、 y_2 の第1および第2のSNR γ_1 、 γ_2 を計算することができる。

ここで、ダイナミックに変動するチャネル行列 H の行列要素 h_{nm} ($n=1, 2$; $m=1, 2$)が、例えば、 $|h_{22}|^2 + |h_{12}|^2 = 2$ ($|h_{21}|^2 + |h_{11}|^2$)を満たすような値となっているとする。この場合、 $\gamma_2 = 2\gamma_1$ となり、第2の復調信号 y_2 のSNRは、第1の復調信号 y_1 のSNRの2倍であることがわかる。ここで、第1の復調信号 y_1 のSNRが所要値に等しい場合、第2の復調信号 y_2 のSNRは過剰ということになり、効率的に情報を伝送するという点では好ましいとは言えない。効率的に情報を伝送するには、変調多値数などの伝送パラメータを適応的に制御して、過剰になったSNRをむしろ伝送速度を上げるために活用した

ほうが得策である。

従来技術のなかには、SNRなどに代表される、回線品質を推定するための物理量にもとづいて伝送パラメータを制御する技術がいくつか含まれている。例えば、1つのアンテナを有する送信装置と、1つのアンテナを有する受信装置からなる無線通信システムにおいて、符号誤り率などの物理量にもとづいて伝送パラメータを制御する技術が開示されている（特開昭57-155856号公報、特開2001-103041号公報参照）。また、同一の信号を送信する複数のアンテナを有する送信装置と通信する1つの受信装置が、回線品質にもとづいて、送信装置のアンテナを択一的に選択する技術も開示されている（特開2003-78480号公報参照）。

しかしながら、本発明が対象とするような、複数のアンテナを有する送信装置と、複数のアンテナを有する受信装置の間で、データを並列に送受信する無線通信システムにおいては、回線品質にもとづいて伝送パラメータを制御する技術はこれまで提案されていない。

本発明の目的は、データを並列に送受信する、複数のアンテナを有する送信装置と、複数のアンテナを有する受信装置とからなり、回線品質にもとづいて伝送パラメータを制御する無線通信システムを提供することにある。

発明の開示

本発明では、受信装置が、復調信号を計測して、信号系列ごとに、SINR（信号電力と、干渉電力と雑音電力の和との比）などの無線回線品質を推定するための物理量を計算する。そして、この物理量にもとづいて、信号系列ごとに、送信装置が伝送の制御の際に用いる伝送パラメータを決定し、これを送信装置にフィードバックする。送信装置は、この伝送パラメータにもとづいて、信号系列ごとに伝送を制御する。

なお、受信装置が、送信装置が並列に送信した送信信号と、受信装置が受信した受信信号を関係づけるチャネル行列を推定し、これにもとづいて受信信号の復調を行う場合、無線回線品質を推定するための物理量は、このチャネル行列のみによって計算できる。

例えば、復調信号のSNR（信号電力と雑音電力の和の比）は、チャネル行列のみによって計算可能である。チャネル行列にもとづいて復調を行う場合、復調信号には干渉信号成分がないので、復調信号のSNRとSINRは等しい。

さらに、チャネル行列にもとづいて復調を行う場合には、複数の送信アンテナが個別に信号を送信したと仮定した場合に、複数の受信アンテナがそれぞれ検出する信号のSNRの総和を、復調信号のSNRまたはSINRとみなしてもよい。この量もチャネル行列のみによって計算できる。

このような構成を備えた本発明によれば、複数のアンテナを有する送信装置と、複数のアンテナを有する受信装置の間で、データを並列に送受信するシステムにおいて、回線品質に応じた効率的な伝送が実現できる。

図面の簡単な説明

図1は従来技術の無線通信システムの構成を示したブロック図である。

図2は本発明の第1の実施形態に係る無線通信システムの構成を示したブロック図である。

図3は4値PSK、8値PSK、16値PSKを用いた場合のビット誤り率を示すグラフである。

図4は本発明の第2の実施形態に係る無線通信システムの構成を示したブロック図である。

図5は本発明の第3の実施形態に係る無線通信システムの構成を示したブロック図である。

図6は本発明の第4の実施形態に係る無線通信システムの構成を示したブロック図である。

図7は本発明の第5の実施形態に係る無線通信システムの構成を示したブロック図である。

図8は本発明の第6の実施形態に係る無線通信システムの構成を示したブロック図である。

発明を実施するための最良の形態

次に、本発明の実施の形態について、図面を参照して詳細に説明する。

(第1の実施形態)

図2を参照して、本発明の第1の実施形態による無線通信システムについて説明する。図示の無線通信システムは、複数のアンテナを有する送信装置31と、複数のアンテナを有する受信装置32とから構成されている。図示の例では、送信装置31は2つのアンテナを有し、受信装置32は2つのアンテナを有する。

送信装置31は、直列並列変換装置101と、第1および第2のマッピング装置201-1、201-2と、第1および第2の送信アンテナ104-1、104-2とを含む。マッピング装置は、送信アンテナに対応して2つ備えられる。

送信装置31は、以下に述べる1点を除いて、図1に示した従来技術の送信装置21と同じである。この1点とは、第1および第2のマッピング装置201-1、201-2が、受信装置32から伝送パラメータ制御信号 $X_{o,r,i}$ を受信し、伝送パラメータ制御信号 $X_{o,r,i}$ にもとづいて、伝送パラメータである変調多値数を適応的に制御する点である。このために、送信装置31は、2つの受信アンテナ105-3、105-4と受信回路72とを備えている。

第1および第2のマッピング装置201-1、201-2が、例えば4値PSKを用いて、第1および第2の並列信号(d_1 、 d_2) 2ビットごとに1つのシンボルを割り当て、第1および第2の並列信号 d_1 、 d_2 をそれぞれ第1および第2の送信信号 s_1 、 s_2 に変換していたとする。この場合、第1および第2のマッピング装置201-1、201-2は、受信回路72で受信した伝送パラメータ制御信号 $X_{o,r,i}$ に基づいて、例えば8値PSKを用いて、第1および第2の並列信号(d_1 、 d_2) 3ビットごとに1つのシンボルを割り当て、第1および第2の並列信号 d_1 、 d_2 をそれぞれ第1および第2の送信信号 s_1 、 s_2 に変換するように変更したりする。

この伝送パラメータ制御信号 $X_{o,r,i}$ は、受信装置32の伝送パラメータ決定装置111の出力である次回伝送パラメータ制御信号 $X_{n,o,x,i}$ がフィードバックされたものである。フィードバックは、例えば、受信装置32から送信装置31に向かって送信される信号の主信号または制御信号に含めて行う。このために、受信装置

32は、送信回路71と2つの送信アンテナ104-3、104-4とを備えている。

受信装置32は、受信アンテナ105と、チャネル推定装置106と、伝送パラメータ推定装置107と、復調装置108と、第1および第2のデマッピング装置202-1、202-2と、並列直列変換装置110と、SINR推定装置301と、伝送パラメータ決定装置111とを有する。デマッピング装置は、送信アンテナに対応して2つ備えられる。

受信装置32は、図1に示した従来技術の受信装置22に対して新たに、伝送パラメータ推定装置107と、SINR推定装置301と、伝送パラメータ決定装置111とが追加されている。さらに、第1および第2のデマッピング装置202-1、202-2が、伝送パラメータ推定装置107から伝送パラメータ推定信号 X_{est} を受信し、この伝送パラメータ推定信号 X_{est} に基づいて、第1および第2の復調信号 y_1 、 y_2 を再生並列信号に変換する点が異なる。これら以外の部分は、図1に示した従来技術の受信装置22と同じである。

伝送パラメータ推定装置107は、第1および第2の受信信号 r_1 、 r_2 から伝送パラメータを推定する。本実施形態では、変調多値数を推定することになる。伝送パラメータは、例えば、主信号に付属する制御信号を復調したり、第1および第2の受信信号 r_1 、 r_2 の波形から推定したりして得ることができる。本発明において伝送パラメータ推定装置が必要となるのは、送信装置側で、伝送パラメータを適応的に変化させるので、デマッピングないし復号を行う受信装置側で、変化された伝送パラメータを知る必要があるためである。

第1および第2のデマッピング装置202-1、202-2は、伝送パラメータ推定装置107から伝送パラメータ推定信号 X_{est} を受信し、この伝送パラメータ推定信号 X_{est} に基づいて第1および第2の復調信号 y_1 、 y_2 を再生並列信号に変換する。例えば、伝送パラメータ推定信号 X_{est} が8値PSKの使用を示唆するものであったとする。この場合、1シンボルの第1および第2の復調信号(y_1 、 y_2)が3ビットの再生並列信号になるように、第1および第2の復調信号 y_1 、 y_2 を再生並列信号に変換する。

SINR推定装置301は、第1および第2の復調信号 y_1 、 y_2 を基に、信号

電力と、干渉電力と雑音電力の和との比（SINR）を計算し、計算したSINRを送信パラメータ決定装置111に送信する。SINRは、時間の関数としての復調信号を $y(t)$ （添え字は省略。以下同じ）とすると、K個のサンプリング時間を用いて、下記の数6のように表わせる。

$$\text{SINR} = \left\{ \frac{1}{K} \sum_{t=1}^K y(t) \right\}^2 / \frac{1}{K} \sum_{t=1}^K \left\{ y(t) - \frac{1}{K} \sum_{t'=1}^K y(t') \right\}^2 \quad (6)$$

このSINRをSINR推定装置301は、第1および第2の復調信号 y_1 、 y_2 について求める。

なお、本実施形態では、第1および第2の復調信号 y_1 、 y_2 をチャネル行列Hの逆行列 H^{-1} を用いて復調しているので、上記数2が示すように、第1および第2の復調信号 y_1 、 y_2 には干渉信号成分は存在しない（すなわち、上記数2の第1の復調信号 y_1 が第2の送信信号 s_2 に依存せず、第2の復調信号 y_2 が第1の送信信号 s_1 に依存しない）。したがって、本実施形態の場合、上記数6によって計算されるSINRはSNRに等しくなる。無論、他の復調方法（例えば、最尤系列推定法、干渉キャンセラーなど）によった場合は、SINRは必ずしもSNRに等しくなるわけではない。

伝送パラメータ決定装置111は、SINR推定装置301から、第1および第2の復調信号 y_1 、 y_2 についてのSINRを受信し、このSINRに基づいて、次回の伝送における伝送パラメータを決定し、次回伝送パラメータ制御信号 $X_{n,x}$ を出力する。この次回伝送パラメータ制御信号 $X_{n,x}$ は、送信回路71から2つの送信アンテナ104-1、104-2を介して送信装置31へ送信される。

無線通信においては、チャネル推定や制御信号の送信などのために、通常、スロット化またはフレーム化が行われている。伝送パラメータも、単スロットまたはフレーム、あるいは、複数スロットまたはフレームごとに制御する。したがって、「次回」とは、次の単（複数）フレームまたはスロットを指している。

次回伝送パラメータ制御信号 $X_{n,x}$ は、前述したように、送信装置31にフィードバックされ（2つの受信アンテナ105-3、105-4を介して受信回路7

2で受信され)、伝送パラメータ制御信号 X_{ctrl} として、第1および第2のマッピング装置201-1、201-2へ入力される。

次に、伝送パラメータ決定装置111の動作について、具体例を挙げて説明する。

第1および第2の送信信号 s_1 、 s_2 の変調多値数がともに4値PSKで、SINR推定装置301で計算した第1の復調信号 y_1 のSINRが7.4dB、第2の復調信号 y_2 のSINRが17.4dBであったとする。ここで、所要の回線品質をビット誤り率1%とすると、図3より、第1の送信信号 s_1 に対しては4値PSKが妥当であるが、第2の送信信号 s_2 に対しては16値PSKが適用可能であることがわかる。そこで、伝送パラメータ決定装置111は、第1および第2の送信信号 s_1 、 s_2 に対して、それぞれ4値PSK、16値PSKを用いることを指定する次回伝送パラメータ制御信号 X_{next} を出力する。

以上により、第1の送信信号 s_1 では1シンボル当たり2ビットを、第2の送信信号 s_2 では1シンボル当たり4ビットのデータを伝送することができ、4値PSKで固定していた場合に比べ、所要の回線品質を満たしながら効率的な伝送が実現できる。

(第2の実施形態)

図4を参照して、本発明の第2の実施形態による無線通信システムについて説明する。図示の無線通信システムは、複数のアンテナを有する送信装置51と、複数のアンテナを有する受信装置52とを備えている。図示の例では、送信装置51は2つのアンテナを有し、受信装置52は2つのアンテナを有する。

送信装置51は、図2の第1の実施形態の送信装置31と同じである。

受信装置52は、図2の第1の実施形態の受信装置32と比べて、SINR推定装置301の代わりにSNR推定装置501が設けられている点のみが異なる。

SNR推定装置501は、SINR推定装置301のように第1および第2の復調信号 y_1 、 y_2 を入力とするのではなく、チャネル推定装置106の出力であるチャネル行列 H を入力として、SNRを計算する。

本来、回線品質を推定するための物理量としてはSINRが望ましいが、前述したように、チャネル行列 H の逆行列 H^{-1} による復調処理においては、第1および第2の復調信号 y_1 、 y_2 に干渉信号がないため（すなわち、上記数2の第1の復

調信号 y_1 が第2の送信信号 s_2 に依存せず、第2の復調信号 y_2 が第1の送信信号 s_1 に依存しないため)、SINRはSNRに等しくなる。

SNR推定装置501は、チャネル行列 H から、上記数3と上記数4とに基づいて、第1および第2の復調信号 y_1 、 y_2 のSNRを計算する（前述したように、 $\sigma_1^2 = \sigma_2^2 = \text{const.}$ 、 $|s_1|^2 = |s_2|^2 = \text{const.}$ で、すべて既知の値である）。計算したSNRは、伝送パラメータ決定装置111に送出される。

次に、伝送パラメータ決定装置111の動作について、具体例を挙げて説明する。

例えば、 $|h_{11}|^2 = 1$ 、 $|h_{12}|^2 = 0.5$ 、 $|h_{21}|^2 = 2$ 、 $|h_{22}|^2 = 0.5$ であるチャネル行列 H がチャネル推定装置106によって推定され、これらに基づいて、SNR推定装置501がSNRを計算すると、 $\gamma_1 = 3\gamma_2$ となる。ここで、第2のSNR γ_2 が7.4 dBであるとする、第1のSNR γ_1 は約12.1 dBとなる。図3からわかるように、4値PSKで回線品質であるビット誤り率1%を得るためには、7.4 dBのSNRで良いことがわかる。したがって、所要の回線品質がビット誤り率1%の場合、第2の送信信号 s_2 は4値PSKが妥当である。しかし、8値PSKを用いた場合には、回線品質であるビット誤り率1%を12 dBのSNRで実現できるため、第1の送信信号 s_1 に対しては、8値PSKを用いても所要の回線品質を満たしていることがわかる。そこで、伝送パラメータ決定装置111は、次回の伝送パラメータとして、第1の送信信号 s_1 には8値PSKを、第2の送信信号 s_2 には4値PSKを用いるような次回伝送パラメータ制御信号 x_{next} を出力する。送信装置51は、次回の伝送において、第1の送信信号 s_1 を8値PSKで、第2の送信信号 s_2 を4値PSKで伝送する。これにより、ともに4値PSKを用い続ける場合に比べ、高速な伝送が期待できる。

(第3の実施形態)

図5を参照して、本発明の第3の実施形態に係る無線通信システムについて説明する。図示の無線通信システムは、複数のアンテナを有する送信装置61と、複数のアンテナを有する受信装置62とを備えている。図示の例では、送信装置61は2つのアンテナを有し、受信装置62は4つのアンテナを有する。

送信装置61は、図2に示した第1の実施形態の送信装置31、および、図4に示した第2の実施形態の送信装置51と同じである。

受信装置 6 2 は、図 2 に示した第 1 の実施形態の受信装置 3 2、または、図 4 に示した第 2 の実施形態の送信装置 5 2 と比べて、次の 2 点において異なる。

1 つは、受信アンテナ 1 0 5 が 4 つになったことにともなう相違であり、チャネル推定装置 1 0 6 は、下記の数 7 に示す 4×2 のチャネル行列 H を求め、復調装置 1 0 8 に送出する。

$$r = \begin{pmatrix} r_1 \\ r_2 \\ r_3 \\ r_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \\ h_{31} & h_{32} \\ h_{41} & h_{42} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1 \\ s_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n_1 \\ n_2 \\ n_3 \\ n_4 \end{pmatrix} = Hs + n \quad (7)$$

この 4×2 のチャネル行列 H も、行列要素同士の相関が十分に低く、独立に変動しているとみなせる場合には、 H^H をチャネル行列 H の複素共役転置行列として、 $H^+ = (H^H H)^{-1} H^H$ なる行列 (Moore-Penrose generalized inverse) が存在することが知られており、以下の方法による復調が可能になる。

復調装置 1 0 8 は、下記の数 8 に示すように、この行列 H^+ を用いて、第 1 乃至第 4 の受信信号 r_1 、 r_2 、 r_3 、 r_4 から第 1 および第 2 の復調信号 y_1 、 y_2 を得る。

$$y = \begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \end{pmatrix} = H^+ r = s + H^+ n = \begin{pmatrix} s_1 \\ s_2 \end{pmatrix} + H^+ \begin{pmatrix} n_1 \\ n_2 \\ n_3 \\ n_4 \end{pmatrix} \quad (8)$$

もう 1 つは、図 2 に示す第 1 の実施形態に係る SINR 推定装置 3 0 1、または、図 4 に示す第 2 の実施形態に係る SNR 推定装置 5 0 1 の代わりに、送受信アンテナ間 SNR 推定装置 6 0 1 が設けられている点である。

送受信アンテナ間 SNR 推定装置 6 0 1 は、図 4 に示す第 2 の実施形態に係る SNR 推定装置 5 0 1 と同様に、チャネル推定装置 1 0 6 からチャネル行列 H を受信する。このチャネル行列 H を用いて、送受信アンテナ間 SNR 推定装置 6 0 1 は、第 1 乃至第 4 の受信アンテナ 1 0 5-1 ~ 1 0 5-4 が第 1 および第 2 の送信信

号 s_1 、 s_2 を個別に受信したと考えた場合の受信信号の SNR を下記の数 9 により計算する。

$$\gamma_{nm} = \frac{|h_{nm}|^2 |s_m|^2}{\sigma_n^2} \quad (n=1,2,3,4; m=1,2) \quad (9)$$

ここでは、第 1 の送信信号 s_1 を送信するアンテナを第 1 の送信アンテナ 104-1、第 2 の送信信号 s_2 を送信するアンテナを第 2 の送信アンテナ 104-2、第 1 の受信信号 y_1 を検出するアンテナを第 1 の受信アンテナ 105-1、第 2 の受信信号 y_2 を検出するアンテナを第 2 の受信アンテナ 105-2、第 3 の受信信号 y_3 を検出するアンテナを第 3 の受信アンテナ 105-3、受信信号 y_4 を検出するアンテナを第 4 の受信アンテナ 105-4 とする。第 1 の送信アンテナ 104-1 が第 1 の送信信号 s_1 を送信し、これを第 1 の受信アンテナ 105-1 が受信した場合のその信号の SNR が γ_{11} 、これを第 2 の受信アンテナ 105-2 が受信した場合のその信号の SNR が γ_{21} 、これを第 3 の受信アンテナ 105-3 が受信した場合のその信号の SNR が γ_{31} 、これを第 4 の受信アンテナ 105-4 が受信した場合のその信号の SNR が γ_{41} となる。また、第 2 の送信アンテナ 104-2 が第 2 の送信信号 s_2 を送信し、これを第 1 の受信アンテナ 105-1 が受信した場合のその信号の SNR が γ_{12} 、これを第 2 の受信アンテナ 105-2 が受信した場合のその信号の SNR が γ_{22} 、これを第 3 の受信アンテナ 105-3 が受信した場合のその信号の SNR が γ_{32} 、これを第 4 の受信アンテナ 105-4 が受信した場合のその信号の SNR が γ_{42} となる。

また、前述したように、 $\sigma_1^2 = \sigma_2^2 = \sigma_3^2 = \sigma_4^2 = \text{const.}$ 、 $|s_1|^2 = |s_2|^2 = \text{const.}$ で、すべて既知の値であるから、チャネル行列 H が求まれば、SNR γ_{nm} を計算することができる。

送受信アンテナ間 SNR 推定装置 601 は、以上のようにして求めた γ_{nm} を、伝送パラメータ決定装置 111 に送出する。

伝送パラメータ決定装置 111 は、送受信アンテナ間 SNR 推定装置 601 から SNR γ_{nm} を受信する。例えば、受信した SNR γ_{nm} に $\gamma_{11} > \gamma_{21} > \gamma_{31} > \gamma_{41}$ および $\gamma_{12} > \gamma_{22} > \gamma_{32} > \gamma_{42}$ の関係があったとする。この場合、例えば、第

1 および第2の送信信号 s_1 、 s_2 ごとに最も大きいSNRを2つ選択し、選択されたSNRを加算したものを、第1および第2の復調信号 y_1 、 y_2 のSNRとみなす。すなわち、第1および第2の復調信号 y_1 、 y_2 のSNRは、それぞれ $\gamma_1 = \gamma_{11} + \gamma_{21}$ および $\gamma_2 = \gamma_{12} + \gamma_{22}$ となる。ここで得られたSNR γ_1 、 γ_2 に基づいて、伝送パラメータ決定装置111は、第1の実施形態、第2の実施形態と同様に適切な伝送パラメータを選択し、次回伝送パラメータ制御信号 X_{n+1} を出力する。これにより、効率の高い伝送が期待できる。

(第4の実施形態)

図6を参照して、本発明の第4の実施形態に係る無線通信システムについて説明する。図示の無線通信システムは、複数のアンテナを有する送信装置11と、複数のアンテナを有する受信装置12とから構成されている。図示の例では、送信装置11はM個のアンテナを有し、受信装置12はN個のアンテナを有する。

本実施形態は、図2に示す第1の実施形態に係る無線通信システムをベースにして、一般化を図った実施形態である。

図2に示す第1の実施形態に係る無線通信システムと比べると、各装置がアンテナ数の変化に起因する変更を受ける点、送信装置11に符号化装置102が設けられる点、デマッピング装置202の代わりに復号装置109が設けられる点、復調装置108の復調方法が一般化される点、回線品質を推定するための物理量を計算する機能を一般化し、これを伝送パラメータ決定装置111に具備させることで、SINR推定装置301が省略されている点異なる。

以下で、上記相違点に留意して、本実施形態に係る無線通信システムについて説明する。

直列並列変換装置101は、ビット列の入力信号 $d_{1,n}$ を、送信アンテナ104の数Mと等しい数の第1乃至第Mの並列信号 $d_1 \sim d_M$ に変換する。符号化装置102は、伝送パラメータ制御信号 $X_{c,r}$ を受信し、これに基づいて第1乃至第Mの並列信号 $d_1 \sim d_M$ を誤り訂正符号化し、第1乃至第Mの誤り訂正符号化信号 $c_1 \sim c_M$ を出力する。このとき、伝送パラメータ制御信号 $X_{c,r}$ に基づいて、符号化装置102は誤り訂正符号の構成や、符号化率を制御する。

マッピング装置103は、伝送パラメータ制御信号 $X_{c,r}$ を受信し、これに基

づいて第1乃至第Mの誤り訂正符号化信号 $c_1 \sim c_M$ をそれぞれ第1乃至第Mの送信信号 $s_1 \sim s_M$ に変換する。例えば、変調多値数が4値PSKの場合には、マッピング装置103は2ビットの入力に対して1シンボルを出力する。変調多値数が8値PSKの場合には、マッピング装置103は3ビットの入力に対して1シンボルを出力する。このとき、伝送パラメータ制御信号 $X_{c,r,i}$ に基づいて、マッピング装置103はこれらの変調多値数を制御する。

なお、伝送パラメータ制御信号 $X_{c,r,i}$ は、伝送パラメータ決定装置111の出力である次回伝送パラメータ制御信号 $X_{n,x,i}$ がフィードバックされたものである。第1乃至第Mの送信信号 $s_1 \sim s_M$ は、それぞれ第1乃至第Mの送信アンテナ104-1～104-Mによって、受信装置12に送信される。

第1乃至第Nの受信アンテナ105-1～105-Nによって検出された第1乃至第Nの受信信号 $r_1 \sim r_N$ は、伝送パラメータ推定装置107、復調装置108の入力となる。

チャネル推定装置106は、前述のように、例えばパイロット信号を用いて、下記の数10の $N \times M$ のチャネル行列 H を計算する。

$$r = \begin{pmatrix} r_1 \\ r_2 \\ \vdots \\ r_N \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1M} \\ h_{21} & h_{22} & \cdots & h_{2M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N1} & h_{N2} & \cdots & h_{NM} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1 \\ s_2 \\ \vdots \\ s_M \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \vdots \\ n_N \end{pmatrix} = Hs + n \quad (10)$$

伝送パラメータ推定装置107は、第1乃至第Nの受信信号 $r_1 \sim r_N$ から伝送パラメータを推定する。復調装置108は、チャネル行列 H と第1乃至第Nの受信信号 $r_1 \sim r_N$ を、さらには、伝送パラメータ推定装置107からの伝送パラメータ推定信号 $X_{c,r,i}$ を入力として、第1乃至第Mの復調信号 $y_1 \sim y_M$ を生成する。復調方法としては、第1から第3の実施形態と同様、チャネル行列 H を用いた復調がまず挙げられる。この場合、下記の数11のようにして、復調装置108は第1乃至第Mの復調信号 $y_1 \sim y_M$ を生成する。ただし、 $H^+ = (H^H H)^{-1} H^H$ ($N \geq M$)、 $H^+ = H^H (H^H H)^{-1}$ ($N \leq M$)である。

$$y = \begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_M \end{pmatrix} = H^+ r = s + H^+ n = \begin{pmatrix} s_1 \\ s_2 \\ \vdots \\ s_M \end{pmatrix} + H^+ \begin{pmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \vdots \\ n_N \end{pmatrix} \quad (11)$$

その他の復調方法としては、最尤系列推定法、干渉キャンセラーなどが挙げられる。これらの場合は、復調には伝送パラメータ推定信号 $X_{n_{o,t}}$ が必要である。復調装置108は、最尤系列推定法におけるレプリカ信号生成、干渉キャンセラーにおけるレプリカ信号生成などにおける伝送パラメータを伝送パラメータ推定信号 $X_{n_{o,t}}$ によって制御する。

復号装置109は、伝送パラメータ推定信号 $X_{n_{o,t}}$ に基づいて、第1乃至第Mの復調信号 $y_1 \sim y_M$ を第1乃至第Mの再生並列信号 $\hat{d}_1, \hat{d}_2, \dots, \hat{d}_M$ に変換する。復号装置109としては、MAP復号器、軟判定ビタビ復号器などが用いられる。復号装置109は、例えば、第1乃至第Mの復調信号 $y_1 \sim y_M$ からビット尤度比を用いて復調する場合、第1乃至第Mの送信信号 $s_1 \sim s_M$ が受けたチャネル変動が必要のため、チャネル推定装置106からチャネル行列Hを受信するようにする。

並列直列変換装置110は、第1乃至第Mの再生並列信号 $\hat{d}_1, \hat{d}_2, \dots, \hat{d}_M$ を出力信号 $d_{o,t}$ に変換し、これを受信装置12から出力する。

伝送パラメータ決定装置111は、第1乃至第Mの復調信号 $y_1 \sim y_M$ を用いて回線品質を評価する。例えば、伝送パラメータ決定装置111は、上記数6に示すSINRを計算し、回線品質を評価する。これに基づいて、伝送パラメータ決定装置111は、次の伝送に用いる伝送パラメータを決定し、次回伝送パラメータ制御信号 $X_{n_{o,t}}$ を出力する。次回伝送パラメータ制御信号 $X_{n_{o,t}}$ は、送信装置11へフィードバックされる。

本実施形態では、伝送パラメータとして、4値PSK、8値PSKなどの変調多値数、誤り訂正符号化における符号化率や符号語構成などを用いているが、その他には、スペクトル拡散通信方式においては拡散率やホッピングパターン、マルチキャリア通信においてはキャリア数や送信電力配分などが挙げられる。

なお、第2および第3の実施形態では、受信装置52、62に、回線品質を推定

するための物理量を計算する装置（SNR推定装置501、送受信アンテナ間SNR推定装置601）と、伝送パラメータ決定装置111を設ける形態のみを説明した。しかしながら、送信装置51、61から受信装置52、62へのチャネル行列（すなわち、送信装置51、61から送信された信号と、これを受信装置52、62で検出した信号を関係づける行列）と、受信装置52、62から送信装置51、61へのチャネル行列（すなわち、受信装置52、62から送信された信号と、これを送信装置51、61で検出した信号を関係づける行列）が同じならば、送信装置51、61においても、送信装置51、61から受信装置52、62へのチャネル行列を推定することが可能である。

（第5の実施形態）

図7を参照して、本発明の第5の実施形態に係る無線通信システムについて説明する。図示の無線通信システムは、送信装置51Aに、チャネル推定装置106とSNR推定装置501と伝送パラメータ決定装置111とを追加し、受信装置52Aから、SNR推定装置501と伝送パラメータ決定装置111とを削除した点を除いて、図4に図示した無線通信システムと同様の構成を有する。

尚、図7には図示をしていないが、送信装置51Aは、受信装置52Aから送信されてきた送信信号を受信するための2つのアンテナを備え、これら2つのアンテナで受信された受信信号がチャネル推定装置106に供給される。

このような構成の無線通信システムは、図4に示した第2の実施形態に係る無線通信システムと同様な効果が得られる。この場合、受信装置52Aから送信装置51Aへ次回伝送パラメータ制御信号 X_{n+1} をフィードバックしなくてもよいので、無線資源の節約にはなる。なぜなら、この場合の回線品質を推定するための物理量（SNR）は、復調信号を計測する必要はなく、チャネル行列のみによって計算することができるからである。

（第6の実施形態）

図8を参照して、本発明の第6の実施形態に係る無線通信システムについて説明する。図示の無線通信システムは、送信装置61Aに、チャネル推定装置106と、送受信アンテナ間SNR推定装置601と伝送パラメータ決定装置111とを追加し、受信装置62Aから、送受信アンテナ間SNR推定装置601と伝送パラメ

ータ決定装置 111 とを削除した点を除いて、図 5 に図示した無線通信システムと同様の構成を有する。

尚、図 8 には図示をしていないが、送信装置 61A は、受信装置 62A から送信されてきた送信信号を受信するための 2 つのアンテナを備え、これら 2 つのアンテナで受信された受信信号がチャネル推定装置 106 に供給される。

このような構成の無線通信システムは、図 5 に示した第 3 の実施形態に係る無線通信システムと同様な効果が得られる。この場合、受信装置 62A から送信装置 61A へ次回伝送パラメータ制御信号 X_{n+1} をフィードバックしなくてもよいので、無線資源の節約にはなる。なぜなら、この場合の回線品質を推定するための物理量（送受信アンテナ間 SNR）は、復調信号を計測する必要はなく、チャネル行列のみによって計算することができるからである。

請求の範囲

1. 送信装置(31)から複数の送信アンテナ(104-1, 104-2)によって並列に送信された送信信号(s_1 , s_2)を、複数の受信アンテナ(105-1, 105-2)によって受信し、復調を行う受信装置(32)において、

復調信号を計測し、信号系列ごとに無線回線品質を推定するための物理量を計算する計算手段(301)と、

前記計算手段が計算した物理量に基づいて無線回線品質を評価し、前記送信装置による次の伝送における伝送パラメータ($X_{n \times t}$)を信号系列ごとに決定する決定手段(111)と、

前記決定手段が決定した伝送パラメータを前記送信装置に送信する送信手段(71)と、

受信信号(y_1 , y_2)から伝送パラメータの変更を信号系列ごとに検出する検出手段(107)とを有することを特徴とする受信装置。

2. 前記物理量は、前記復調信号のSINRである、請求の範囲第1項に記載の受信装置。

3. 前記伝送パラメータは、マッピングにおける変調多値数である、請求の範囲第1項または第2項に記載の受信装置。

4. 複数の送信アンテナ(104-1, 104-2)によって並列に送信信号(s_1 , s_2)を送信する送信装置(31)と、前記送信信号を複数の受信アンテナ(105-1, 105-2)によって受信し、復調を行う受信装置(32)とを備えた無線通信システムにおいて、

前記受信装置(32)は、

復調信号を計測し、信号系列ごとに無線回線品質を推定するための物理量を計算する計算手段(301)と、

前記計算手段が計算した物理量に基づいて無線回線品質を評価し、前記送信装置による次の伝送における伝送パラメータ($X_{n \times t}$)を信号系列ごとに決定する決定手段(111)と、

前記決定手段が決定した伝送パラメータを前記送信装置に送信する送信手段(71)と、

受信信号(y_1, y_2)から伝送パラメータの変更を信号系列ごとに検出する検出手段(107)とを有し、

前記送信装置(31)は、

前記決定手段が送信した前記伝送パラメータを受信する受信手段(72)と、
前記受信手段が受信した前記伝送パラメータに基づいて、信号系列ごとに伝送を制御する手段(201-1, 201-2)とを有する、ことを特徴とする無線通信システム。

5. 前記物理量は、前記復調信号のSINRである、請求の範囲第4項に記載の無線通信システム。

6. 前記伝送パラメータは、マッピングにおける変調多値数である、請求の範囲第3項または第4項に記載の無線通信システム。

7. 送信装置(51; 61)から複数の送信アンテナ(104-1, 104-2)によって並列に送信された送信信号(s_1, s_2)を、複数の受信アンテナ(105-1~105-2; 105-3~105-4)によって受信し、送信信号(s_1, s_2)と受信信号($r_1, r_2; r_3 \sim r_4$)を関係づけるチャネル行列(H)を推定して、該チャネル行列に基づいて復調を行う受信装置(52; 62)において、

前記チャネル行列(H)のみに基づいて、信号系列ごとに無線回線品質を推定するための物理量を計算する計算手段(501; 601)と、

前記計算手段が計算した物理量にもとづいて無線回線品質を評価し、前記送信装置による次回の伝送における伝送パラメータ(X_{n+1})を信号系列ごとに決定する決定手段(111)と、

前記決定手段が決定した伝送パラメータを前記送信装置に送信する送信手段(71)と、

前記受信信号から伝送パラメータの変更を信号系列ごとに検出する検出手段(107)とを有することを特徴とする受信装置。

8. 前記物理量は、復調信号のSNRである、請求の範囲第7項に記載の受信装置。

無線通信システム。

14. 前記物理量は、前記複数の送信アンテナが個別に信号を送信したと仮定した場合に、前記複数の受信アンテナがそれぞれ検出する信号のSNRの総和である、請求の範囲第12項に記載の無線通信システム。

15. 前記物理量は、より大きな値を有する1つまたは複数の前記SNRの総和である、請求の範囲第14項に記載の無線通信システム。

16. 前記伝送パラメータは、マッピングにおける変調多値数である、請求の範囲第12項から第15項のいずれか1項に記載の無線通信システム。

17. 複数の受信アンテナ(105-1、105-2; 105-1~105-4)によって受信を行う受信装置(32; 52; 62)へ、複数の送信アンテナ(104-1、104-2)によって並列にデータを送信する送信装置(31; 51; 61)において、

前記受信装置が送信した伝送パラメータを受信する受信手段(72)と、

前記受信手段で受信した前記伝送パラメータに基づいて、信号系列ごとに伝送を制御する手段(201-1、201-2)とを有する、送信装置(31; 51; 61)。

18. 複数の受信アンテナ(105-1、105-2; 105-1~105-4)によって受信を行う受信装置(52A; 62A)へ、複数の送信アンテナ(104-1、104-2)によって並列にデータを送信する送信装置(51A; 61A)であって、該送信装置が送信した信号と、前記受信装置が検出した該信号を関係づけるチャネル行列と、前記受信装置が送信した信号と、前記送信装置が検出した該信号を関係づけるチャネル行列が同一になるような無線通信システムにおける送信装置において、

前記チャネル行列を推定する推定手段(106)と、

前記チャネル行列のみに基づいて、信号系列ごとに無線回線品質を推定するための物理量を計算する計算手段(501; 601)と、

前記計算手段が計算した物理量に基づいて無線回線品質を評価し、次の伝送における伝送パラメータを信号系列ごとに決定する決定手段(111)と、

前記決定手段が決定した伝送パラメータにもとづいて、信号系列ごとに伝送の制

9. 前記物理量は、前記複数の送信アンテナが個別に信号を送信したと仮定した場合に、前記複数の受信アンテナがそれぞれ検出する信号のSNRの総和である、請求の範囲第7項に記載の受信装置。

10. 前記物理量は、より大きな値を有する1つまたは複数の前記SNRの総和である、請求の範囲第9項に記載の受信装置。

11. 前記伝送パラメータは、マッピングにおける変調多値数である、請求の範囲第7項から第10項のいずれか1項に記載の受信装置。

12. 複数の送信アンテナ(104-1、104-2)によって並列に送信信号(s_1 、 s_2)を送信する送信装置(51; 61)と、前記送信信号(s_1 、 s_2)を複数の受信アンテナ(105-1~105-2; 105-1~105-4)によって受信し、送信信号(s_1 、 s_2)と受信信号(r_1 、 r_2 ; r_1 ~ r_4)を関係づけるチャネル行列(H)を推定して、該チャネル行列に基づいて復調を行う受信装置(52; 62)とを備えた無線通信システムにおいて、

前記受信装置は、

前記チャネル行列(H)のみに基づいて、信号系列ごとに無線回線品質を推定するための物理量を計算する計算手段(501; 601)と、

前記計算手段が計算した物理量に基づいて無線回線品質を評価し、前記送信装置による次の伝送における伝送パラメータ($X_{n_{\text{ext}}}$)を信号系列ごとに決定する決定手段(111)と、

前記決定手段が決定した伝送パラメータを前記送信装置に送信する送信手段(71)と、

前記受信信号から伝送パラメータの変更を信号系列ごとに検出する検出手段(107)とを有し、

前記送信装置は、

前記決定手段が送信した前記伝送パラメータを受信する受信手段(72)と、前記受信手段で受信した前記伝送パラメータに基づいて、信号系列ごとに伝送を制御する手段(201-1、201-2)とを有する、ことを特徴とする無線通信システム。

13. 前記物理量は、復調信号のSNRである、請求の範囲第12項に記載の

御を行う手段（201-1, 201-2）とを有することを特徴とする送信装置。

19. 前記物理量は、前記受信装置の復調信号のSNRである、請求の範囲第18項に記載の送信装置。

20. 前記物理量は、前記複数の送信アンテナが個別に信号を送信したと仮定した場合に、前記複数の受信アンテナがそれぞれ検出する信号のSNRの総和である、請求の範囲第18項に記載の送信装置。

21. 前記物理量は、より大きな値を有する1つまたは複数の前記SNRの総和である、請求の範囲第20項に記載の送信装置。

22. 前記伝送パラメータは、マッピングにおける変調多値数である、請求の範囲第18項から第21項のいずれか1項に記載の送信装置。

23. 複数の送信アンテナ（104-1, 104-2）によって並列に送信信号（ s_1 , s_2 ）を送信する送信装置（51A; 61A）と、前記送信信号（ s_1 , s_2 ）を複数の受信アンテナ（105-1~105-2; 105-1~105-4）によって受信する受信装置（52A; 62A）とを備えた無線通信システムであって、前記送信装置が送信した信号と、前記受信装置が検出した該信号を関係づけるチャネル行列（H）と、前記受信装置が送信した信号と、前記送信装置が検出した該信号を関係づけるチャネル行列（H）が同一になるような無線通信システムにおける送信装置において、

前記送信装置は、

前記チャネル行列を推定する推定手段（106）と、

前記チャネル行列のみに基づいて、信号系列ごとに無線回線品質を推定するための物理量を計算する計算手段（501; 601）と、

前記計算手段が計算した物理量に基づいて無線回線品質を評価し、次の伝送における伝送パラメータを信号系列ごとに決定する決定手段（111）と、

前記決定手段が決定した伝送パラメータにもとづいて、信号系列ごとに伝送の制御を行う手段（201-1, 201-2）とを有し、

前記受信装置は、

前記送信装置から受信した信号から、前記伝送パラメータの変更を信号系列ごとに検出する手段（107）を有する、ことを特徴とする無線通信システム。

24. 前記物理量は、前記受信装置の復調信号のSNRである、請求の範囲第23項に記載の無線通信システム。

25. 前記物理量は、前記複数の送信アンテナが個別に信号を送信したと仮定した場合に、前記複数の受信アンテナがそれぞれ検出する信号のSNRの総和である、請求の範囲第23項に記載の無線通信システム。

26. 前記物理量は、より大きな値を有する1つまたは複数の前記SNRの総和である、請求の範囲第25項に記載の無線通信システム。

27. 前記伝送パラメータは、マッピングにおける変調多値数である、請求の範囲第23項から第26項のいずれか1項に記載の無線通信システム。

28. 送信装置(51A; 61A)から複数の送信アンテナ(104-1, 104-2)によって並列に送信された送信信号(s_1 , s_2)を、複数の受信アンテナ(105-1~105-2; 105-3~105-4)によって受信し、送信信号(s_1 , s_2)と受信信号(r_1 , r_2 ; $r_1 \sim r_4$)を関係づけるチャネル行列(H)を推定して、該チャネル行列に基づいて復調を行う受信装置(52A; 62A)において、

前記送信装置から受信した信号から、伝送パラメータの変更を信号系列ごとに検出する手段(107)を有する、受信装置。

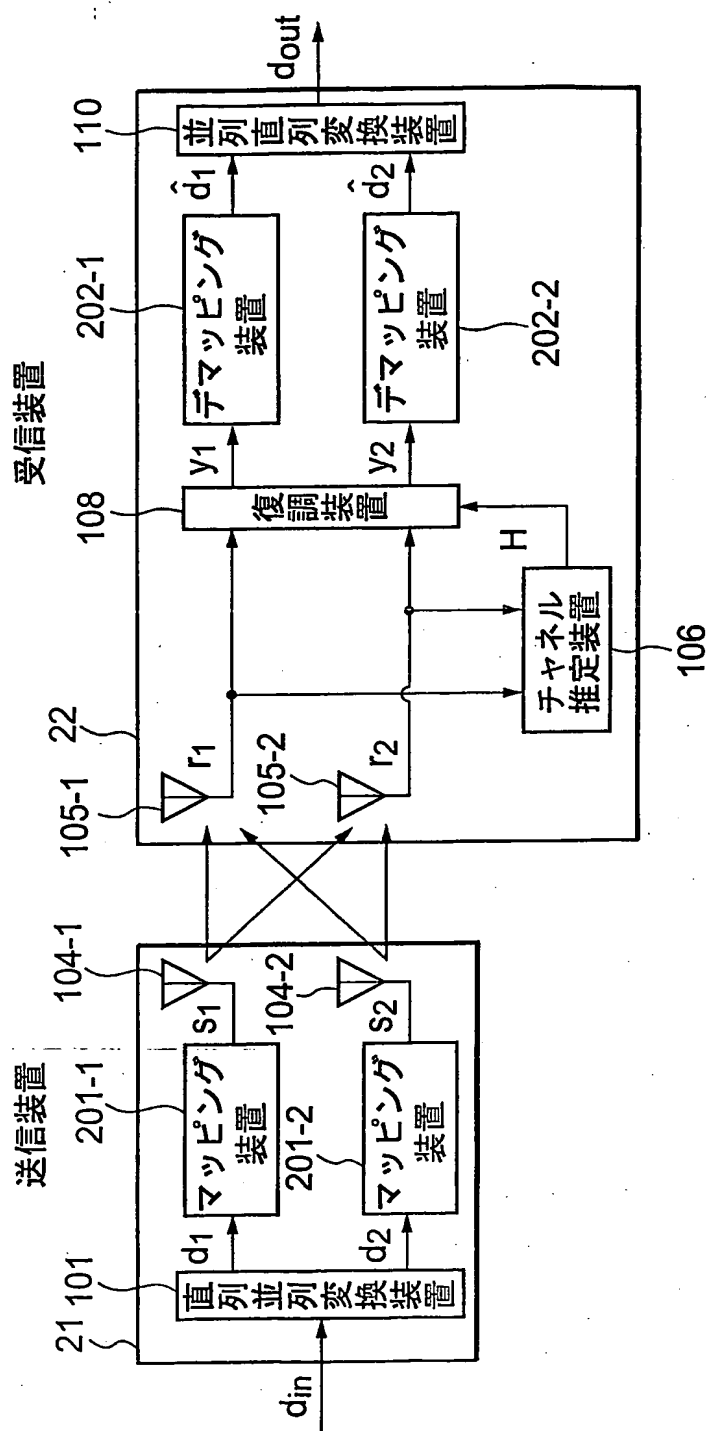
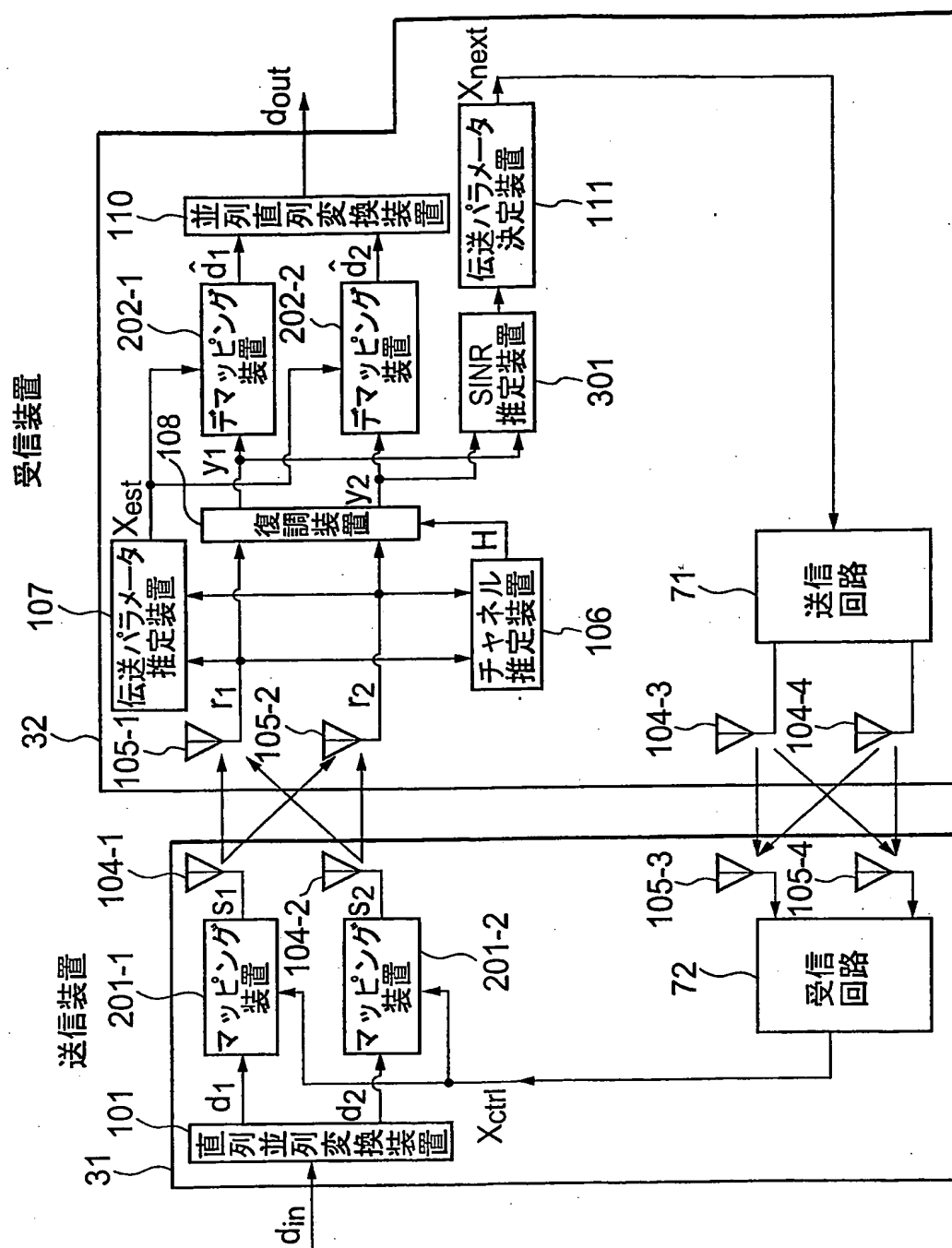


図 1



2
☒

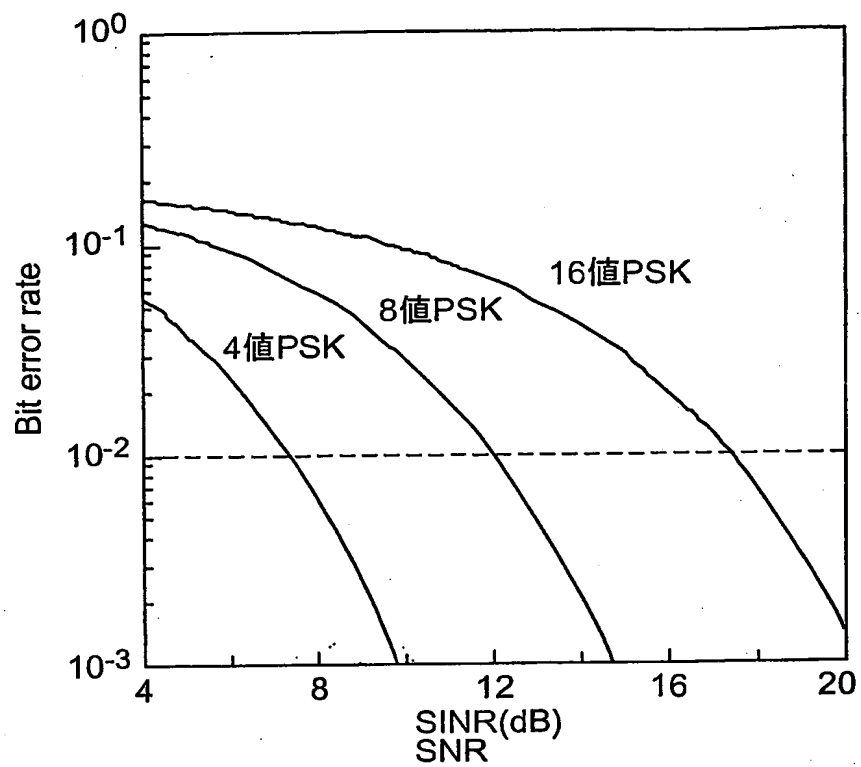


図 3

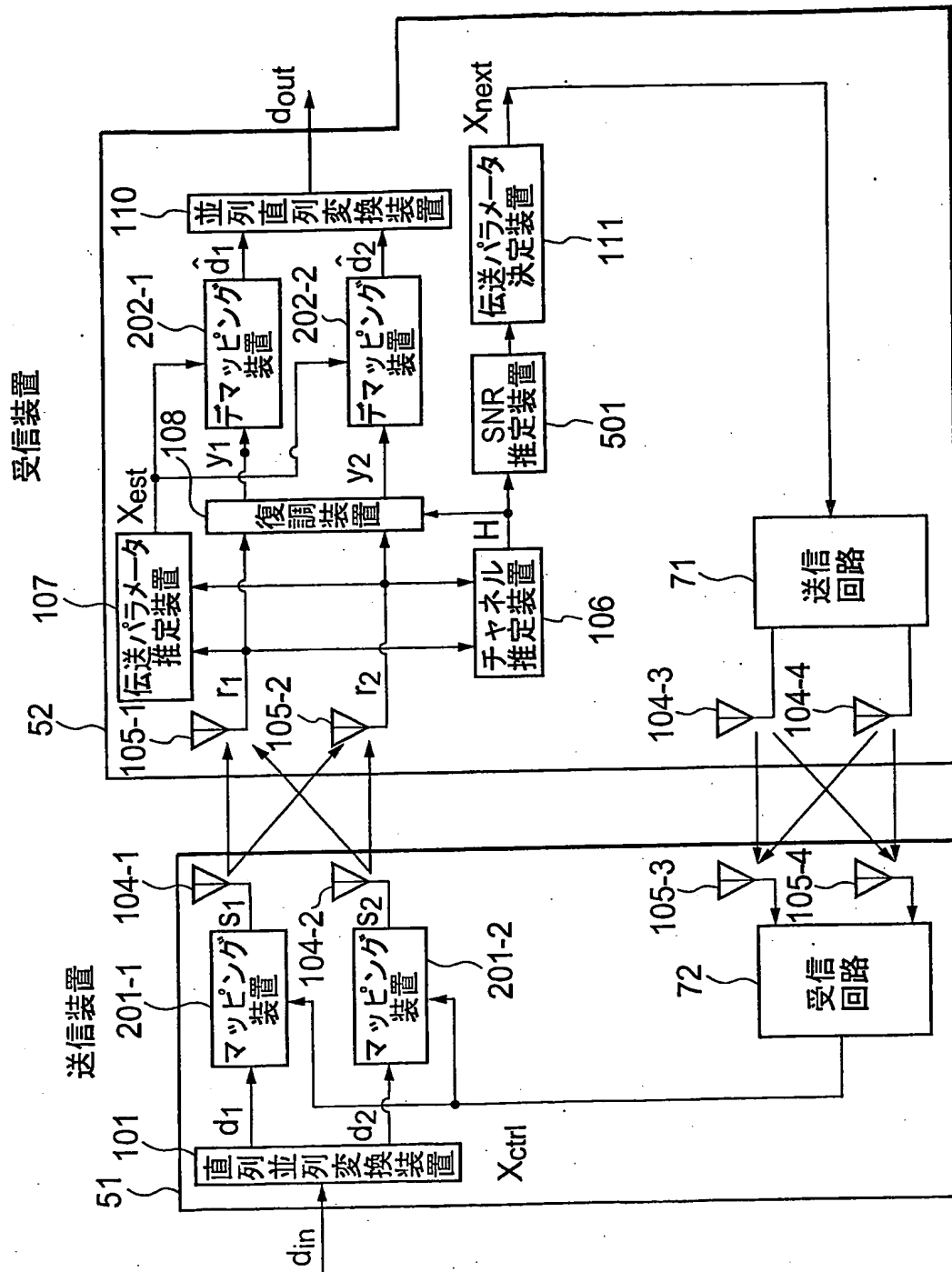


図 4

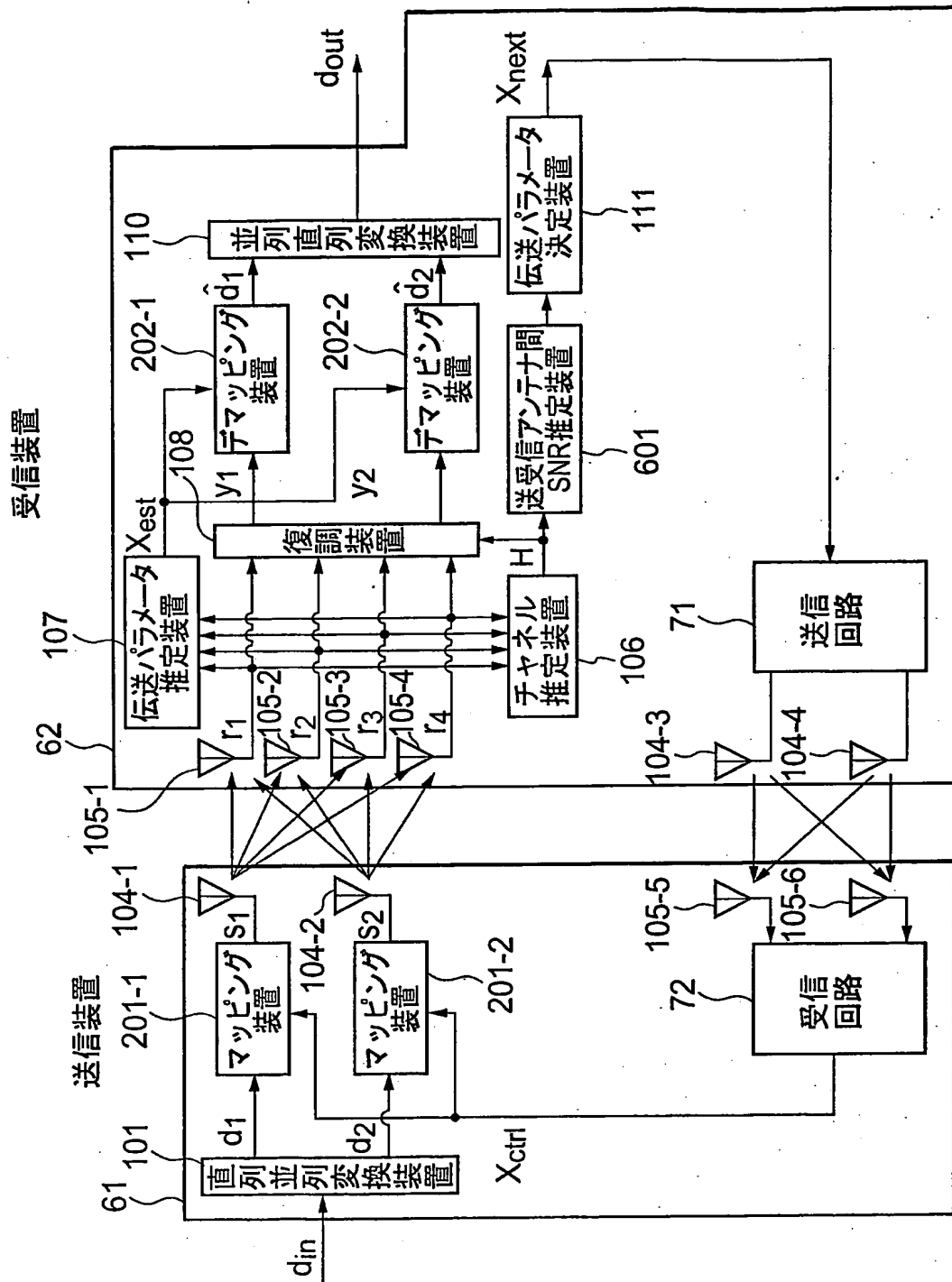


図 5

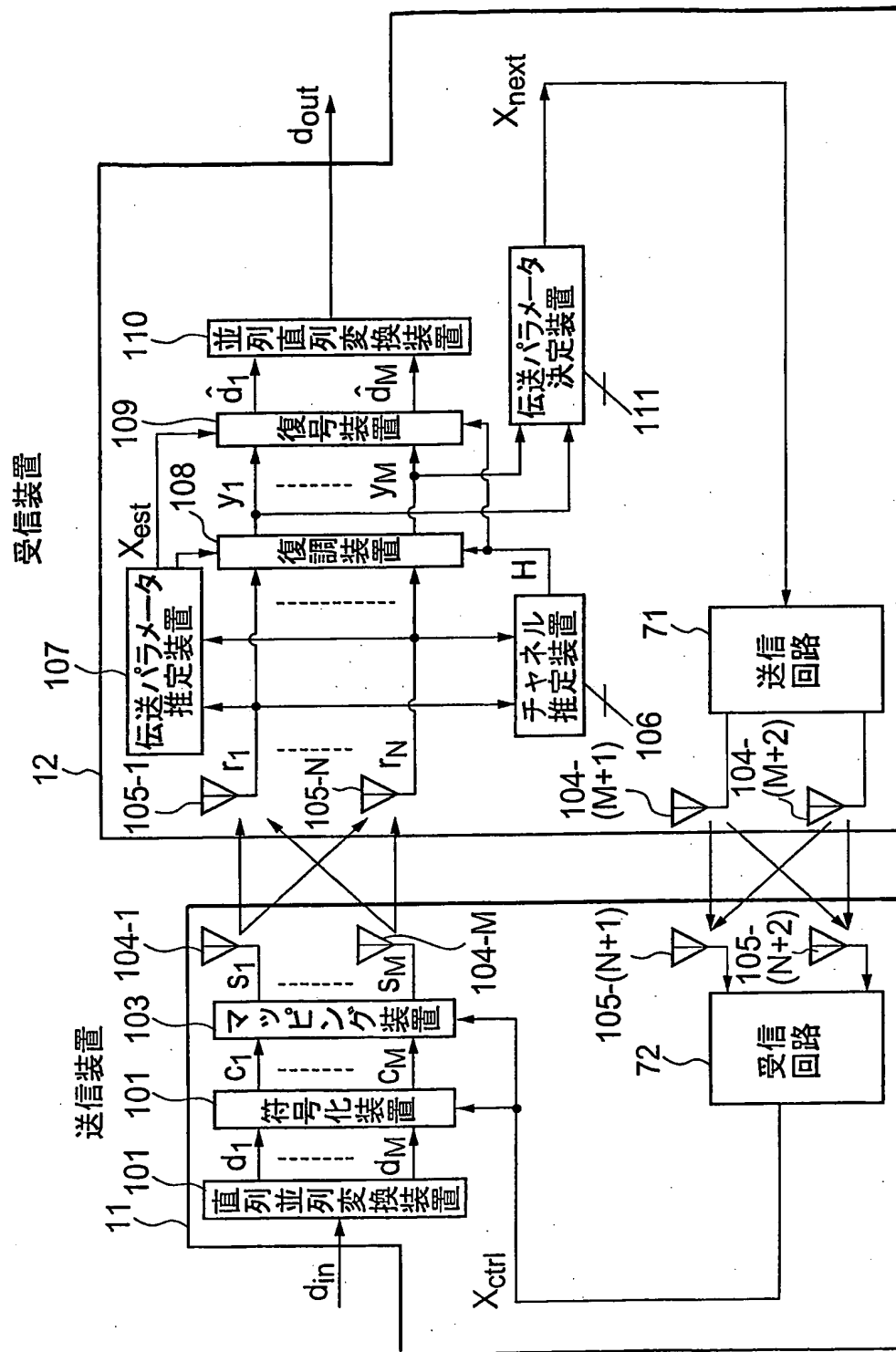


図 6

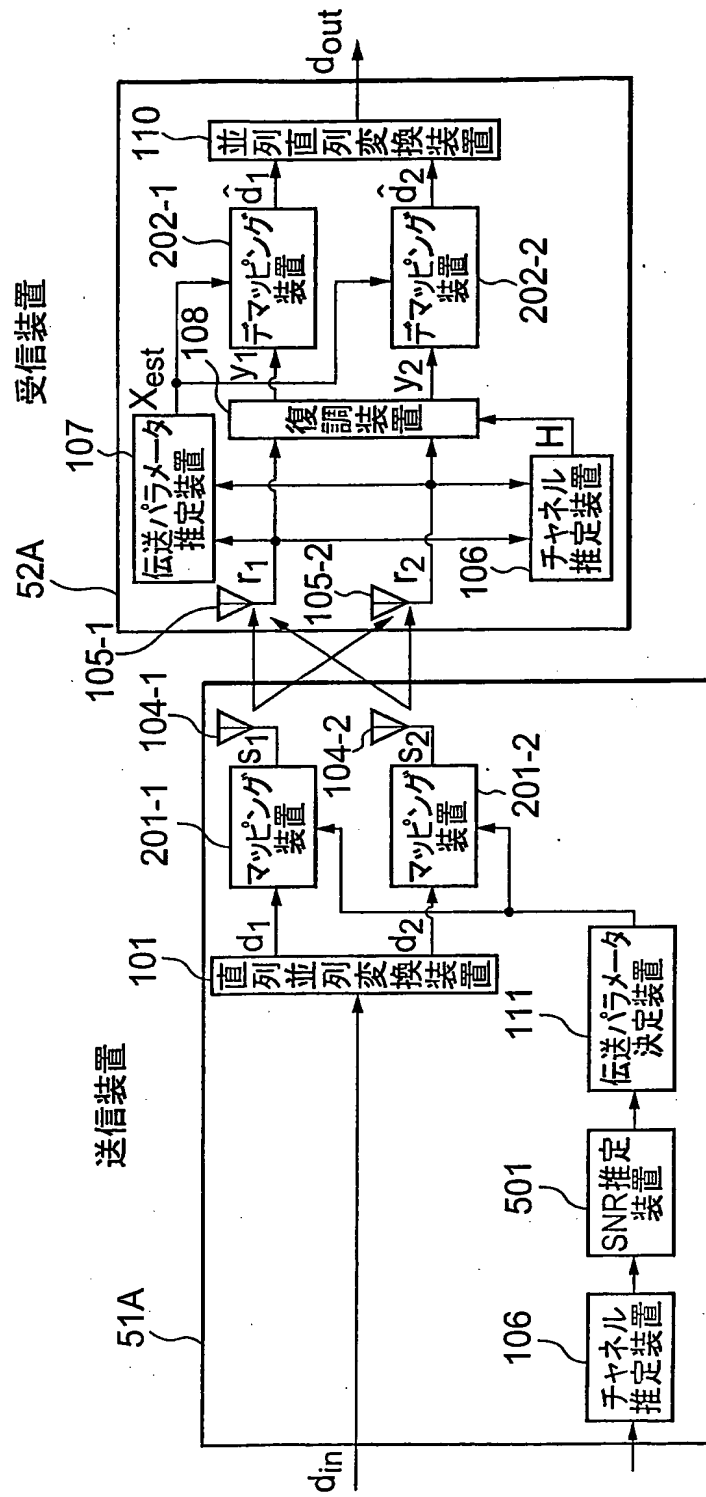


図 7

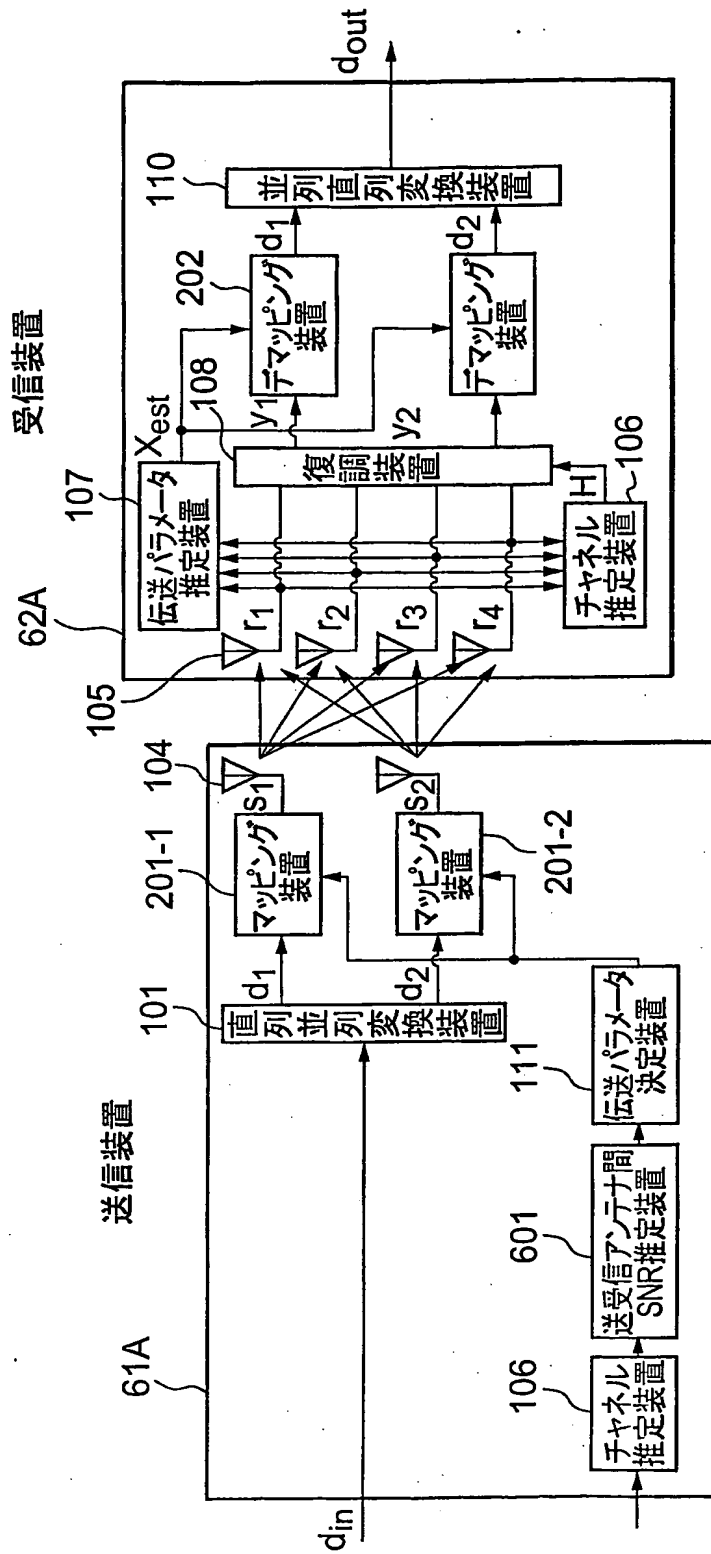


図 8

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2004/010538

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
Int.Cl⁷ H04J15/00

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)
Int.Cl⁷ H04J15/00Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched
Jitsuyo Shinan Koho 1926-1996 Toroku Jitsuyo Shinan Koho 1994-2004
Kokai Jitsuyo Shinan Koho 1971-2004 Jitsuyo Shinan Toroku Koho 1996-2004

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	Genjun TO, Katsuo MORI, Hideo KOBAYASHI, "MIMO Channel ni okeru Tekio Hencho o Mochiita SDM-OFDM System", The Institute of Electronics, Information and Communication Engineers Gijutsu Kenkyu Hokoku, Vol.103, No.66, 23 May, 2003 (23.05.03), pages 75 to 82	1-28
E,X	JP 2004-248075 A (NTT Docomo Inc.), 02 September, 2004 (02.09.04), Par. Nos. [0002] to [0021], [0030] to [0040], [0081]; Figs. 1, 2 (Family: none)	1-28

☒ Further documents are listed in the continuation of Box C.☐ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search
15 October, 2004 (15.10.04)Date of mailing of the international search report
02 November, 2004 (02.11.04)Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2004/010538

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
P,X	JP 2004-056569 A (Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.), 19 February, 2004 (19.02.04), Par. Nos. [0032] to [0052]; Fig. 1 (Family: none)	1-28
A	Katsumi MIYASHITA, Toshihiko NISHIMURA, Takeo OKANE, Yasutaka OGAWA, Yasushi TAKATORI, "MIMO Channel ni Okeru Koyu Beam Kukan Bunkatsu Taju (E-SDM) Hoshiki" The Institute of Electronics, Information and Communication Engineers Gijutsu Kenkyu Hokoku, Vol.102, No.86, 24 May, 2002 (24.05.02), pages 13 to 18	1-28

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))
Int. Cl⁷ H04J15/00

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))
Int. Cl⁷ H04J15/00

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報 1926年-1996年
日本国公開実用新案公報 1971年-2004年
日本国登録実用新案公報 1994年-2004年
日本国実用新案登録公報 1996年-2004年

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
X	藤 元潤, 森 香津夫, 小林 英雄, "MIMOチャンネルにおける適応変調を用いたSDM-OFDMシステム", 電子情報通信学会技術研究報告, Vol.103, No.66, 2003.05.23, pp.75~82	1-28
E, X	JP 2004-248075 A (株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ), 2004.09.02 第0002段落~第0021段落, 第0030段落~第0040段落, 第0081段落, 図1, 図2 (ファミリーなし)	1-28
P, X	JP 2004-056569 A (松下電器産業株式会社),	1-28

☒ C欄の続きにも文献が列挙されている。

☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

「A」 特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの

「E」 国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの

「L」 優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)

「O」 口頭による開示、使用、展示等に言及する文献

「P」 国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」 国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの

「X」 特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの

「Y」 特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの

「&」 同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

15.10.2004

国際調査報告の発送日

02.11.2004

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/JP)

郵便番号100-8915

東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)

高野 洋

5K

3462

電話番号 03-3581-1101 内線 3556

C (続き) . 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
A	2004.02.19 第0032段落～第0052段落, 図1 (ファミリーなし) 宮下 克巳, 西村 寿彦, 大鐘 武雄, 小川 恭孝, 鷹取 泰司, “MIMOチャネルにおける固有ビーム空間分割多重 (E-SD M) 方式”, 電子情報通信学会技術研究報告, Vol.102, No.86, 20 02.05.24, pp.13～18	1-28